

# 微电网逆变器虚拟磁链下垂控制策略

付会凯, 杜川

(新乡学院 机电工程学院, 河南 新乡 453003)

**摘要:**在微电网中,当逆变器并联运行时,传统的电压下垂方案可用于调节逆变器自身的输出电压频率和幅值,以实现功率共享,但存在诸如复杂内部多回路反馈控制、输出电压频率和幅值偏差等问题。为了解决这些问题,设计了一种新型的逆变器虚拟磁链下垂控制。在逆变器虚拟磁链与有功和无功功率间关系的基础上,导出了小信号模型。利用小信号模型设计了虚拟磁链下垂控制器,分析了系统的稳定性。此外,使用了一种直接磁链控制算法来调节虚拟磁链,避免了比例积分控制器和脉宽调制器的使用。实验结果表明,新控制策略可以有效实现逆变器之间的功率共享,并且频率偏差小于传统方案。

**关键词:**微电网;逆变器;功率均分;虚拟磁链;下垂控制

**中图分类号:**TM91   **文献标识码:**A   **DOI:**10.19457/j.1001-2095.dqed19959

## Microgrid Inverter Virtual Flux Droop Control Strategy

FU Huikai, DU Chuan

(Mechanical and Electrical Engineering Institute, Xinxiang University,  
Xinxiang 453003, Henan, China)

**Abstract:** In the microgrid, the traditional voltage droop method can be used to adjust the inverter's own output voltage frequency and amplitude to achieve autonomous power sharing, but there are problems such as complicated inner multiloop feedback control, frequency and amplitude deviation of the output voltage. Aiming at these problems, a novel inverter virtual flux droop control strategy was designed. Based on the relationship between the inverter virtual flux and the active and reactive powers, a small signal model was derived, and the virtual flux linkage controller was designed by the small signal model, and the stability of the system was analyzed. In addition, a direct flux control algorithm was used to adjust the virtual flux, avoiding the use of proportional-integral controllers and pulse width modulation modulators. The experimental results show that the new control strategy can effectively achieve the power sharing between the inverters, and the frequency deviation is smaller than the traditional scheme.

**Key words:** microgrids; inverter; power sharing; virtual flux; droop control

微电网是通过电力电子设备连接到本地低压电网的微型发电机组,其与单个分布式发电(distributed generation, DG)装置相比,在控制灵活性和可再生能源接入方面具有更多的技术优势<sup>[1]</sup>。但接入侧能源间歇性和负载波动使电能质量和系统稳定性成了必须关注的问题<sup>[2]</sup>。同时,随着DG容量增加,电力电子电能转换装置需要更高效运行,以保持动态稳定性,因而先进的控制技术是至关重要的。

逆变器的并联方案主要来自不间断电源控制方案,如集中控制<sup>[3]</sup>、主从控制<sup>[4]</sup>和下垂控制<sup>[5]</sup>等。其中下垂控制源于发电机下垂特性,由于无需互连线,仅使用局部功率测量,故可靠性较高,灵活性好,得到了广泛的应用。然而,传统下垂控制的缺点也很明显,如复杂的内部多回路反馈控制、输出电压频率和幅值偏差等。在多回路反馈控制中,闭环中会使用比例积分(proportional-integral, PI)调节器,并且需要脉宽调制器(pulse

**基金项目:**河南省高等教育教学改革研究与实践项目(2017SJGLX490);

河南省高等学校重点科研项目(19A510021, 16B470003)

**作者简介:**付会凯(1980—),男,硕士,副教授,Email:3060822703@qq.com

width modulation, PWM)来生成最终的功率器件驱动信号<sup>[6]</sup>。因此,传统下垂控制中通常涉及到复杂的坐标变换,以及复杂的参数设计以确保系统稳定。此外,传统的下垂控制在实现功率共享时也会产生较大的输出电压的频率和幅值偏差,从而影响电能质量。

针对这些问题,有众多改进电压下垂方案提出。文献[7-8]通过将微分项和积分项引入到下垂控制器中,获得了更好的瞬态响应,并同时稳定性进行了论证。文献[9]引入了虚拟功率坐标变换或虚拟阻抗来实现更好的功率均分精度。文献[10]提出了一种相角控制器,通过下垂输出电压相角而不是频率来最小化频率偏差,从而改善了电能质量,但问题是不同逆变器的初始相角是未知的,具有不确定性。文献[11]引入了微电网同步机制来实现更好电压偏差补偿。但上述所有方法都是基于电压下垂控制方案开发的,即使用 $P-\omega$ 和 $Q-V$ 特性实现的,故复杂多回路反馈是不可避免的,改进方案也是以增加控制复杂度或增加通讯为代价来实现功率均分和补偿电压偏差。

基于以上文献研究,本文提出了一种新的虚拟磁链下垂控制方法,该方法可实现与传统电压下垂控制相似的自主功率共享,但频率偏差明显降低。同时控制器结构简单,无需多个反馈回路,避免了PI调节器和PWM调制器的使用。对于输出电能质量,所设计的虚拟磁链下垂控制特性较硬,频率和输出电压偏差很低,能保证输出电压调整率,同时,开关频率和输出滤波器设计和传统逆变器基本一致,故输出电压谐波是在可接受范围内的,故电能质量是不受到影响的。最后,通过实验验证了理论设计。

## 1 虚拟磁链下垂控制方案

图1为微电网中2个并联逆变器的等效电路。

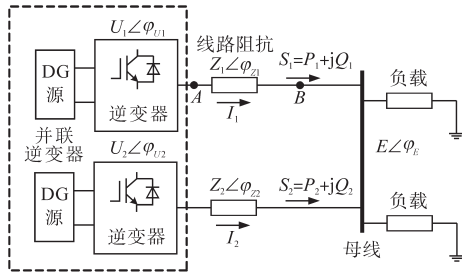


图1 微电网中2个并联逆变器的等效电路

Fig.1 Equivalent circuit of two parallel connected inverters in microgrids

图1中, $Z=(R+j\omega L)$ 是线路阻抗,等效电路的数学模型可描述为

$$U = RI + L \frac{dI}{dt} + E \quad (1)$$

$$S = P + jQ = I^* E \quad (2)$$

式中: $S, U, E$ 和 $I$ 分别为DG复功率、逆变器输出电压矢量、公共点交流电压矢量和线电流矢量; $P, Q$ 为从DG到公共点的有功和无功功率;“\*”表示共轭复数。

与电机中磁链的定义类似,节点A和B处的虚拟磁链矢量可以定义如下:

$$\Psi_U = \int_{-\infty}^t U d\tau \quad (3)$$

$$\Psi_E = \int_{-\infty}^t E d\tau \quad (4)$$

进一步,由式(3)和式(4)可得:

$$\varphi_{\Psi_U} = \varphi_U - \pi/2 \quad |\Psi_U| = |U|/\omega \quad (5)$$

$$\varphi_{\Psi_E} = \varphi_E - \pi/2 \quad |\Psi_E| = |E|/\omega \quad (6)$$

式中: $\varphi_U, \varphi_E$ 分别为 $U$ 和 $E$ 的相角; $\varphi_{\Psi_U}, \varphi_{\Psi_E}$ 分别为 $\Psi_U$ 和 $\Psi_E$ 的相角; $\omega$ 为电压角频率。

通常,线路阻抗是感性的,可忽略线路电阻 $R$ ,故联立式(1)、式(3)和式(4)可得到:

$$I = (\Psi_U - \Psi_E)/L \quad (7)$$

将式(7)代入式(2),可得:

$$S = \frac{1}{L} (\Psi_U - \Psi_E)^* E \quad (8)$$

进一步将式(5)、式(6)代入式(8),有:

$$S = \frac{\omega}{L} \{ |\Psi_E| |\Psi_U| \sin(\varphi_U - \varphi_E) + j[|\Psi_E| |\Psi_U| \cos(\varphi_U - \varphi_E) - |\Psi_E|^2] \} \quad (9)$$

其实部和虚部分别对应有功和无功功率:

$$\begin{cases} P = \frac{\omega}{L} |\Psi_E| |\Psi_U| \sin\delta \\ Q = \frac{\omega}{L} (|\Psi_E| |\Psi_U| \cos\delta - |\Psi_E|^2) \end{cases} \quad (10)$$

其中, $\delta = \varphi_U - \varphi_E = \varphi_{\Psi_U} - \varphi_{\Psi_E}$ ,由于 $\delta$ 通常较小,故有 $\sin\delta \approx \delta$ 且 $\cos\delta \approx 1$ 。故式(10)改写为

$$\begin{cases} P = \frac{\omega}{L} |\Psi_E| |\Psi_U| \delta \\ Q = \frac{\omega}{L} (|\Psi_U| - |\Psi_E|) \end{cases} \quad (11)$$

由式(11)可知,有功功率与磁链相位差 $\delta$ 成比例,并且无功功率与磁链幅值之差 $(|\Psi_U| - |\Psi_E|)$ 成比例。故可设计一种新的虚拟磁链下垂控制:

$$\delta = \delta_n - m(P_n - P) \quad (12)$$

$$|\Psi_U| = |\Psi_U|_n - n(Q_n - Q) \quad (13)$$

式中:  $\delta_n$  为  $\Psi_U$  和  $\Psi_E$  之间的标称相角差;  $|\Psi_U|_n$  为逆变器标称磁链幅值;  $P_n, Q_n$  为 DG 单元额定功率;  $m, n$  分别是  $P-\delta$  和  $Q-|\Psi_U|$  下垂系数。

虚拟磁链下垂控制示意图如图 2 所示。

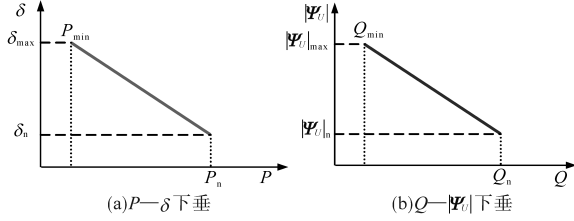


图 2 虚拟磁链下垂控制示意图

Fig.2 Schematic diagram of the virtual flux droop control

## 2 小信号模型

下面将推导系统小信号模型,以研究系统参数对系统稳定性和瞬态响应的影响。对式(11)和式(12)进行线性化可得  $P-\delta$  下垂控制器小信号表达式如下:

$$\Delta\delta(s) = \Delta\delta_n(s) - m[\Delta P_n(s) - \Delta P(s)] \quad (14)$$

$$\Delta P(s) = G_p \cdot \Delta\delta(s) \quad (15)$$

其中  $G_p = \omega L |\Psi_E| |\Psi_U| \cos\delta$

式中:“ $\Delta$ ”为变量的小扰动值。

瞬时有功功率计算中滤波器采用截止频率为  $\omega_c$  的一阶模型,进而  $P-\delta$  下垂控制器的小信号模型如图 3a 所示。将  $\Delta P$  作为输出,  $\Delta\delta_n$  和  $\Delta P_n$  作为输入可导出闭环传递函数表达式如下:

$$\Delta P(s) = \frac{G_p(s + \omega_c)}{s + \omega_c - \omega_c m G_p} \Delta\delta_n(s) - \frac{m G_p(s + \omega_c)}{s + \omega_c - \omega_c m G_p} \Delta P_n(s) \quad (16)$$

特征方程和特征值  $\lambda_p$  如下式所示:

$$s + \omega_c - \omega_c m G_p = 0 \quad (17)$$

$$\lambda_p = \omega_c (m G_p - 1) \quad (18)$$

类似地,  $Q-|\Psi_U|$  下垂的小信号表达式可通过线性化式(11)和式(13)获得,如下式:

$$\Delta|\Psi_U|(s) = \Delta|\Psi_U|_n(s) - n[\Delta Q_n(s) - \Delta Q(s)] \quad (19)$$

$$\Delta Q(s) = G_q \cdot \Delta|\Psi_U|(s) \quad (20)$$

其中  $G_q = (\omega |\Psi_E| \cos\delta) / L$

类似于  $P-\delta$  下垂,  $Q-|\Psi_U|$  下垂控制器小信号模型如图 3b 所示。  $\Delta Q$  作为输出,  $\Delta|\Psi_U|_n$  和  $\Delta Q_n$  作为输入,可导出闭环传递函数如下:

$$\Delta Q(s) = \frac{G_q(s + \omega_c)}{s + \omega_c - \omega_c n G_q} \Delta|\Psi_U|_n(s) - \frac{n G_q(s + \omega_c)}{s + \omega_c - \omega_c n G_q} \Delta Q_n(s) \quad (21)$$

特征方程和特征值  $\lambda_q$  如下式所示:

$$s + \omega_c - \omega_c n G_q = 0 \quad (22)$$

$$\lambda_q = \omega_c (n G_q - 1) \quad (23)$$

从式(18)和式(23)可看出,系统特征根随下垂系数  $m$  和  $n$  变化而变化,这阐明了可用于调整系统瞬态响应的稳定极限。

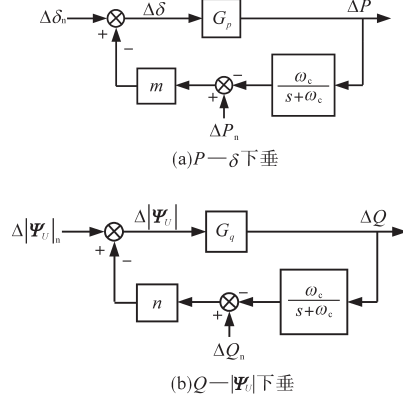
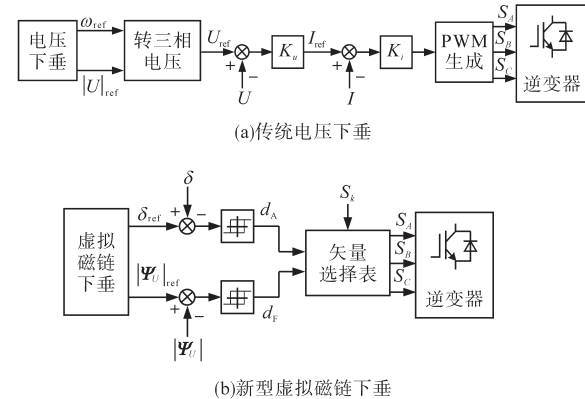


图 3 小信号模型图示

Fig.3 Diagram illustration of the small-signal model

## 3 逆变器的直接磁链控制

从下垂控制器获得磁链参考之后,控制器将控制逆变器产生该磁链,从而在 DG 单元之间实现准确地按容量比例均分功率。在传统电压下垂方案中,逆变器输出电压的频率和幅值被调节以实现功率均分,并且多回路反馈用于逆变器核心控制,如图 4a 所示。对于所提出的虚拟磁链下垂方案,由于下垂控制器的输出是磁链参考而不是电压参考,因此可采用直接磁链控制 (direct flux control, DFC) 策略来产生该特定磁链,如图 4b 所示。



(b) 新型虚拟磁链下垂

图 4 不同控制策略示意图

Fig.4 Schematic diagram of different control strategies

图 5 为逆变器电压矢量图,图中标示了  $\Psi_U$ ,  $\Psi_E$  与电压矢量的相位关系。使用 DFC 时,由逆变器直接控制的两个变量是  $|\Psi_U|$  和  $\delta$ ,即矢量  $\Psi_U$  的幅值受到控制,并且指定其与  $\Psi_E$  的相对位置。与

直接转矩控制<sup>[12]</sup>和直接功率控制<sup>[13]</sup>类似,DFC控制策略基于以下规律实现:不同逆变器电压矢量作用时,对 $|\Psi_U|$ 和 $\delta$ 的影响是不同的,如表1所示。表1中, $S_k(k=1,2,\dots,6)$ 是 $\alpha,\beta$ 平面中的扇区号,如果 $|\Psi_U|_{\text{ref}} > |\Psi_U|$ ,则 $d_F=1$ ;如果 $|\Psi_U|_{\text{ref}} < |\Psi_U|$ ,则 $d_F=0$ ;如果 $\delta_{\text{ref}} > \delta$ ,则 $d_A=1$ ;如果 $\delta_{\text{ref}} < \delta$ ,则 $d_A=0$ 。

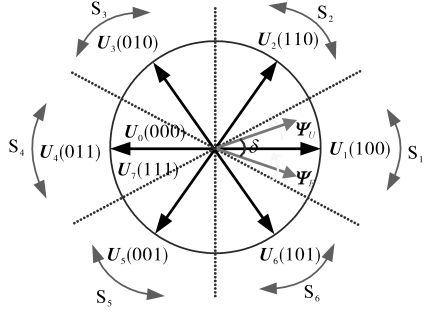


图5 逆变器电压矢量图

Fig.5 Voltage vectors generated by the inverter

表1 矢量选择策略

Tab.1 Vector selection strategy

| 扇区( $\Psi_U$ 位置)         | $S_1$ | $S_2$ | $S_3$ | $S_4$ | $S_5$ | $S_6$ |
|--------------------------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|
| $d_F=1$ (增大 $ \Psi_U $ ) | $U_2$ | $U_3$ | $U_4$ | $U_5$ | $U_6$ | $U_1$ |
| $d_F=0$ (减小 $ \Psi_U $ ) | $U_3$ | $U_4$ | $U_5$ | $U_6$ | $U_1$ | $U_2$ |

当 $d_A=0$ 时,应用零矢量 $U_0$ 和 $U_7$

DFC控制可以通过以下方式实现。首先两个滞环比较器算出信号 $d_F$ 和 $d_A$ ,相应输入分别为 $|\Psi_U|_{\text{ref}}$ 与 $|\Psi_U|$ 之间的误差和 $\delta_{\text{ref}}$ 与 $\delta$ 之间的误差。然后根据 $d_F$ 、 $d_A$ 和逆变器磁链位置 $\varphi_{fU}$ 从表1中选择需要作用的电压矢量。例如,假设在第 $k$ 个采样周期, $\varphi_{fU}$ 在扇区 $S_1$ 内, $|\Psi_U|_{\text{ref}} > |\Psi_U|$ ,并且 $\delta_{\text{ref}} > \delta$ ,则 $d_F=1$ 且 $d_A=1$ ,故电压矢量 $U_2(110)$ 将被选择应用在第 $k+1$ 个采样周期以增加 $|\Psi_U|$ 和 $\delta$ 。DFC控制器可通过打开A相和B相上部开关并关闭C相下部开关来产生 $U_2(110)$ 。通过这种方式,DFC控制具有较好的动态性能,同时无需复杂的坐标变换运算和PWM调制器。

## 4 微电网控制

图6是微电网控制方案框图,其包括虚拟磁链下垂控制和DFC控制两部分。在虚拟磁链下垂控制中,可从 $E$ 和 $I$ 计算出提供给负载的有功功率 $P$ 和无功功率 $Q$ ,并通过下垂进一步获得磁链参考。在DFC控制中,首先从逆变器开关状态估算磁链,然后估计值与来自下垂控制的磁链参考一同送入DFC控制,以在下一个开关周期期间控制逆变器的开关状态。值得注意的是,控制器没有对负载侧交流电压进行测量,即负载侧交流

电压是被间接控制的。

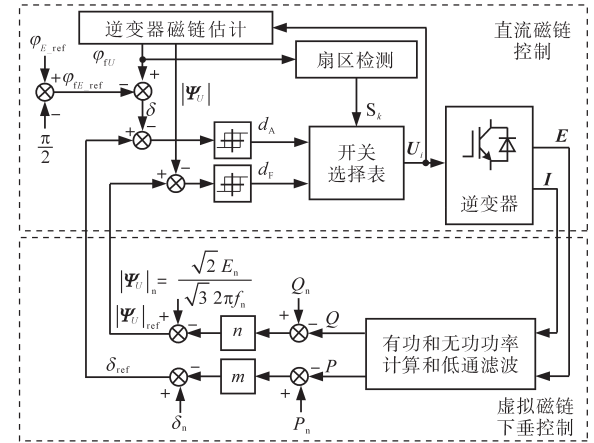


图6 微电网控制策略框图

Fig.6 Block diagram of the microgrid control strategy

$E$ 的幅值可通过 $|\Psi_U|_n = \sqrt{2} E_n / (\sqrt{3} \cdot 2\pi f_n)$ 来控制,其中, $E_n$ 为微电网标称线电压。

$\varphi_{fE\_ref}$ 取自参考虚拟三相交流电压,标称频率 $f_n=50\text{ Hz}$ 。 $\varphi_{fE\_ref}$ 可由式(6)进行计算得到。以这种方式,可以用 $f_n$ 控制 $\Psi_E$ ,因为 $\delta$ 被严格控制,故可由此控制负载侧电压频率。

由图4和图6可以看出,与传统电压下垂方法相比,微电网的有功功率均分是通过下垂相角差来实现的,而非下垂频率。由于 $\varphi_{fE\_ref}$ 取自具有恒定频率 $f_n$ 的参考虚拟三相交流电压,故 $\Psi_U$ 和 $\Psi_E$ 将以恒定角频率旋转,因为 $\delta$ 被严格控制。换言之,无论 $\delta$ 如何变化,角频率 $\Psi_E$ 都不会改变。因此,即使并联运行的各个逆变器初始相角未知,也可在没有频率偏差的情况下实现有功功率均分。这是区别于其他改进方案的优势。

## 5 实验验证

为验证前述推导和设计的微电网逆变器虚拟磁链下垂控制策略的实际效果,进行了实验验证。图7为微电网电路结构。实验中采样频率为20 kHz,逆变器平均开关频率约为3.2 kHz。图8是测试设备照片,其中DSP芯片为TMS320F28335,是逆变器控制核心算法的载体。DSP芯片中包含有6个增强型PWM模块和16路AD采样通道可满足控制算法需求。微电网系统实验参数为:线路电感 $L_1=L_2=5\text{ mH}$ ,线路电阻 $R_1=R_2=0.48\text{ }\Omega$ ,逆变器输出滤波电容 $C_1=C_2=82\text{ }\mu\text{F}$ ,母联线电感 $L_t=5.5\text{ mH}$ ,母联线电阻 $R_t=0.36\text{ }\Omega$ ,标称电压 $E_n=380\text{ V}$ ,标称频率 $f_n=50\text{ Hz}$ ,DC源直流电压 $U_{dc}=250\text{ V}$ ,一阶滤波器截止频

率  $\omega_c = 10 \text{ rad/s}$ , 标称磁链幅值  $|\Psi_{U_{ln}}| = 0.312 \text{ Wb}$ , 标称相角差  $\delta_n = 0.2 \text{ rad}$ , 1#逆变器标称有功功率  $P_{1n} = 180 \text{ W}$ , 1#逆变器标称无功功率  $Q_{1n} = 100 \text{ var}$ , 2#逆变器标称有功功率  $P_{2n} = 150 \text{ W}$ , 2#逆变器标称无功功率  $Q_{2n} = 70 \text{ var}$ , 1#逆变器  $P-\delta$  下垂系数  $m_1 = -2.2 \times 10^{-3} \text{ rad/W}$ , 1#逆变器  $Q-|\Psi_U|$  下垂系数  $n_1 = -1.52 \times 10^{-4} \text{ Wb/var}$ , 2#逆变器  $P-\delta$  下垂系数  $m_2 = -3.1 \times 10^{-3} \text{ rad/W}$ , 2#逆变器  $Q-|\Psi_U|$  下垂系数  $n_2 = -1.76 \times 10^{-4} \text{ Wb/var}$ 。

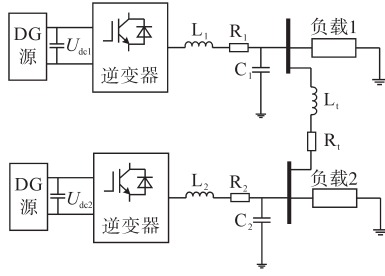


图7 微电网电路结构

Fig.7 Circuit structure of the microgrid

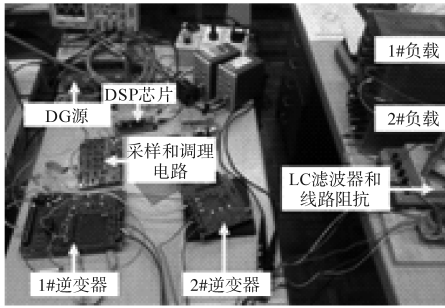
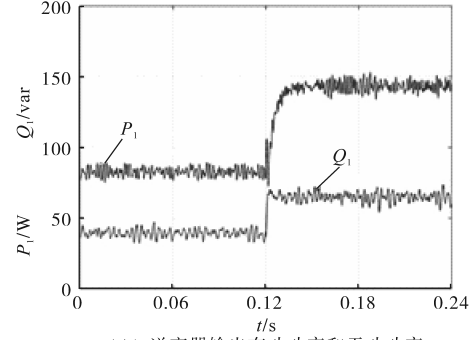


图8 微电网实验设备照片

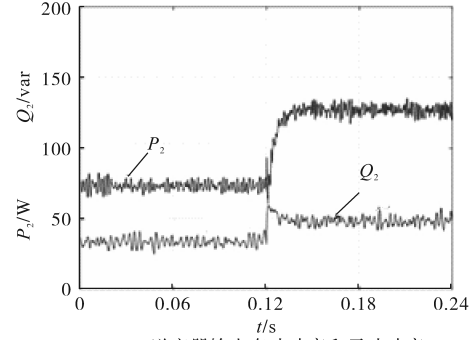
Fig.8 Photos of the microgrid test equipment

自主功率均分是智能微电网系统中最重要特性,即负载的变化应由DG单元自动承担,故先进行了突加负载实验,结果如图9所示。图9中,  $P_1, Q_1, P_2$  和  $Q_2$  相应为1#和2#逆变器的输出有功和无功功率。从图中可看出,为满足新的负载需求,两台逆变器立即作出了应对,动态响应较快,同时稳态负载是按容量比例均分的,突加前  $P_1$  和  $P_2$  对应为  $90 \text{ W}$  和  $75 \text{ W}$ ,  $Q_1$  和  $Q_2$  对应为  $45 \text{ var}$  和  $32 \text{ var}$ , 突加后稳态  $P_1$  和  $P_2$  对应为  $145 \text{ W}$  和  $122 \text{ W}$ ,  $Q_1$  和  $Q_2$  对应为  $49 \text{ var}$  和  $71 \text{ var}$ 。

图10所示为突卸负载实验结果,从图中可看出,类似于突加负载,两台逆变器均能快速响应负载变化,系统非常快速、平稳地达到新的稳定工作点,没有过冲,同时稳态负载仍是按容量比例均分的。



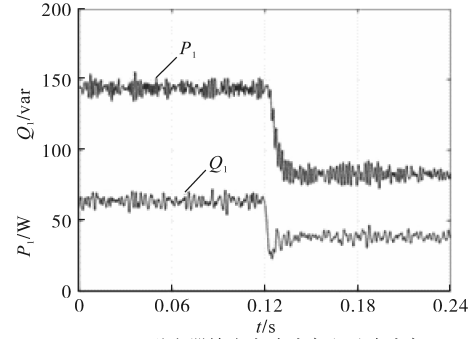
(a)1#逆变器输出有功功率和无功功率



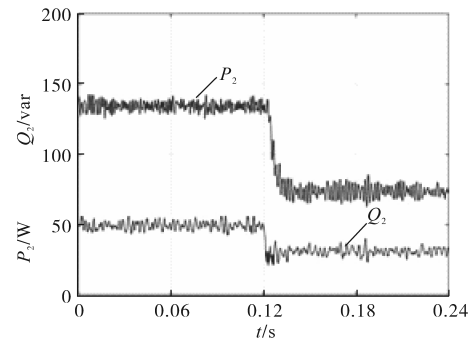
(b)2#逆变器输出有功功率和无功功率

图9 突加负载实验结果

Fig.9 Experimental results with sudden load increased



(a)1#逆变器输出有功功率和无功功率



(b)2#逆变器输出有功功率和无功功率

图10 突卸负载实验结果

Fig.10 Experimental results with sudden load decreased

负载1的相电压波形及其FFT频谱分析如图11所示。从图中可以看出,负载1上的相电压保持稳定且正弦度较好,总谐波失真THD仅为1.83%。由于DFC方案的开关频率非固定,

故图 11b 中的电压波形频谱显示出宽谐波频谱特性。

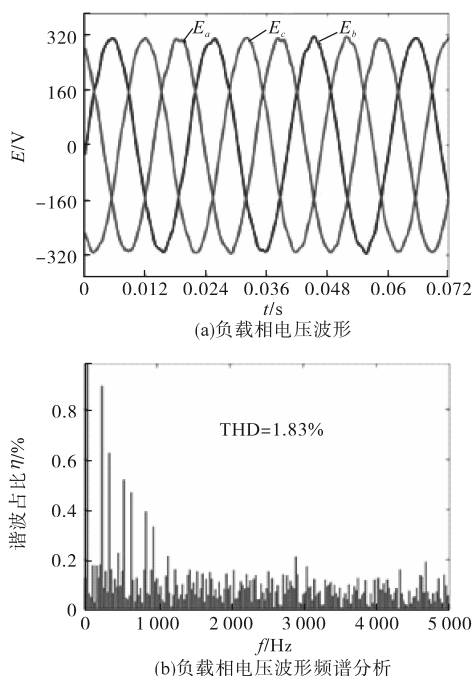


图 11 负载相电压实验波形和 FFT 分析

Fig.11 Experimental waves and FFT analysis of the load phase voltage

表 2 所示为使用了传统电压下垂控制进行的对比测试结果。对比实验采用了阶跃变化负载,和之前新型虚拟磁链控制实验工况一致。从表 2 中可以看出,为了补偿功率不平衡,传统电压下垂控制的最大电压偏差为 2.61 V,新型虚拟磁链下垂控制的最大电压偏差为 2.43 V,两者接近,但是前者的最大频率偏差达到 0.4 Hz,而后者只有 0.09 Hz,故新型虚拟磁链下垂控制在频率方面表现出了更好的电能质量,这是因为其通过下垂虚拟磁链的相角而非直接下垂频率来调节有功功率。

表 2 不同控制方案性能对比

Tab.2 Performance comparison of different control schemes

| 控制方案       | 电压频率偏差/Hz | 电压幅值偏差/V |
|------------|-----------|----------|
| 传统电压下垂控制   | 0.40      | 2.61     |
| 新型虚拟磁链下垂控制 | 0.09      | 2.43     |

## 6 结论

围绕着微电网应用提出了一种新的逆变器并联虚拟磁链下垂控制方案。总结后可得结论如下:

1)与传统的电压下垂控制方案不同,新型磁链下垂控制器通过下垂虚拟磁链幅值和控制相角来实现功率自均;

2)通过引入 DFC 算法来实现下垂控制器输出的指定磁链可避免复杂的坐标变换、内部多回路反馈和调制器;

3)实验结果表明,新型的虚拟磁链下垂控制策略简单有效,在微电网应用中存在潜在的应用价值。

## 参考文献

- [1] 米阳,宋根新,蔡杭谊,等.基于分段下垂的交直流混合微电网自主协调控制[J].电网技术,2018,42(12):3941-3950.
- [2] 吕闯,解璞,刘正春,等.脉冲负载对微电网运行特性影响规律的试验研究[J].电气传动,2018,48(1):60-64.
- [3] 龙江涛,路嘉鑫,钱希森,等.UPS 逆变器并联控制技术综述[J].电源学报,2013,9(5):21-27.
- [4] 吴舜裕,许刚.主从控制微电网孤岛切换暂态振荡分析与抑制[J].电网技术,2017,41(6):1989-1997.
- [5] 张健文,王鹏,王晗,等.多逆变器并联的均流控制策略[J].电工技术学报,2015,30(18):61-68.
- [6] 郭通,李燕青,全年,等.基于自调节下垂系数的微电网控制策略[J].电力科学与技术学报,2018,32(2):77-82.
- [7] Salamah A M, Finney S J, Williams B W. Autonomous Controller for Improved Dynamic Performance of AC Grid, Parallel-connected, Single-phase Inverters[J]. IET Generation, Transmission & Distribution, 2008, 2(2):209-218.
- [8] 陈昕,张昌华,黄琦.引入功率微分项下垂控制的微电网小信号稳定性分析[J].电力系统自动化,2017,41(3):46-53.
- [9] 谢永流,程志江,李永东,等.引入虚拟阻抗的并联逆变器新型下垂控制策略[J].电工电能新技术,2016,35(3):22-25.
- [10] Majumder R, Chaudhuri B, Ghosh A, et al. Improvement of Stability and Load Sharing in an Autonomous Microgrid Using Supplementary Droop Control Loop[J]. IEEE Transactions on Power Systems, 2010, 25(2):796-808.
- [11] Cho C, Jeon J H, Kim J Y, et al. Active Synchronizing Control of a Microgrid[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2011, 26(12):3707-3719.
- [12] 陈炜,赵迎迎,周湛清.采用新型评价表的三电平逆变器占空比调制直接转矩控制[J].电工技术学报,2016,31(S1):128-136.
- [13] 刘斌,黄清宝,贺德强,等.HERIC 单相光伏并网逆变器无功调制及其直接功率控制[J].电力自动化设备,2018,38(4):133-138.

收稿日期:2019-02-22

修改稿日期:2019-06-25